

具有陷波特性的梯形印制单极超宽带天线

李伟文, 陈杰良, 蔡立绍, 游佰强

(厦门大学 电子工程系, 福建厦门 361005)

摘要: 设计了带三角形槽梯形辐射元和阶梯接地面的 $30\text{ mm} \times 30\text{ mm}$ 印制单极超宽带天线原型。实验结果表明, 原型天线驻波比小于 2 的阻抗带宽为 $2.8\text{ GHz} \sim 12.81\text{ GHz}$, 频带内天线具有全向辐射特性, 增益变化平坦, 相位中心稳定。通过对原型天线振子体的缝隙加载, 实现了具有带阻特性的陷波超宽带天线, 其驻波比大于 3 的陷波频带为 $4.8\text{ GHz} \sim 6.0\text{ GHz}$, 陷波频带内最高增益抑制为 9 dB , 而其他频段性能与原型天线基本一致。

关键词: 超宽带; 印制单极天线; 陷波天线; 阻抗带宽

中图分类号: TN822 **文献标识码:** A **文章编号:** 1673-5692(2013)01-076-05

Trapezoid Printed Monopole Band-Notched UWB Antenna

LI Wei-wen, CHEN Jie-liang, CAI Li-shao, YOU Bai-qiang

(Department of Electronic Engineering, Xiamen University, Fujian Xiamen 361005, China)

Abstract: A trapezoid printed monopole Ultra Wide Band (UWB) antenna of the triangular cut and step ground plane is designed as the prototype, which size is $30\text{ mm} \times 30\text{ mm}$. The experimental results show that its impedance band width is from 2.8 GHz to 12.81 GHz defined by Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) less than 2. Over the operating band the prototype antenna has omni-directional radiating pattern, stable antenna gain and fixed phase center. By cutting a slot in the radiator of the prototype, the band-notched antenna is introduced. Its notch band is from 4.8 GHz to 6.0 GHz defined by $\text{VSWR} \geq 3$, and the largest gain rejection ratio is 9 dB . In the other working bands the band-notched antenna has the similar radiating performance with the prototype.

Key words: ultra-wide band; printed monopole antenna; band-notched antenna; impedance bandwidth

0 引言

自 2002 年美国联邦通信委员会 (FCC) 授权 $3.1\text{ GHz} \sim 10.6\text{ GHz}$ 为室内超宽带 (UWB) 通信频段, UWB 技术成为近距离高速无线通信的研究热点。作为 UWB 关键技术之一的超宽带天线, 要求在大阻抗带宽范围内具有固定相位中心。印制单极结构是最有前景的 UWB 天线, 它利用印制电路板工艺, 通过振子体、接地面和馈电结构优化, 实现单

极天线超宽带特性^[1~4]。考虑到 UWB 部分频段与其他通信系统重叠, 如无线局域网 (WLAN) 的 $5.15\text{ GHz} \sim 5.85\text{ GHz}$ 频段, 这将对 UWB 系统产生干扰, 因此具有陷波特性的超宽带天线成为当前关注焦点^[5~11]。

设计了一款带三角形槽梯形印制单极超宽带天线, 其尺寸为 $30\text{ mm} \times 30\text{ mm}$, 驻波比 (VSWR) 小于 2 的阻抗带宽为 $2.8\text{ GHz} \sim 12.81\text{ GHz}$, 倍频带宽达到 $4.6:1$ 。并以此为原型天线, 在振子体加载 $1/2$ 波长缝隙谐振器, 形成具有陷波功能 UWB

收稿日期: 2011-07-15 修订日期: 2012-06-21

基金项目: 福建省重大科技专项 (2010HZ0004-1)

天线, 实现了驻波比大于 3 的 4.8 GHz ~ 6.0 GHz 阻带。

1 天线结构设计

介质基板厚度和介电常数是影响印制天线阻抗带宽两个重要因素^[12]。较厚介质基板电容效应小, 对电磁能束缚弱。但厚基板的表面波效应强, 天线辐射效率低, 并影响天线输入阻抗和辐射场的频率特性。基板介电常数较小时, 其与空间波阻抗更接近, 利于电磁能与空间的耦合辐射。但小介电常数基板将增加天线尺寸, 不利于小型化的实现。综合考虑, 本文选用相对介电常数 ε_r 为 2.65, 厚度为 1.5 mm 的 F4BK-2 基板, 其双面敷铜层厚度为 0.035 mm, 损耗角正切为 0.02。

天线采用 50 Ω 微带线馈电。由于馈线长度将决定接地面尺寸, 并对天线阻抗特性产生影响, 考虑 UWB 频率范围, 设计天线取微带馈线宽为 4 mm, 长为 16 mm。

矩形辐射元结构是印制单极天线最基本原型, 工作时其电流主要分布于平面辐射器的下边缘和两侧边, 边侧与底侧线总长决定最低谐振频率, 而底侧线长决定工作频带内的最高谐振频点。为展宽工作带宽并减少振子面积, 设计天线采用梯形结构平面辐射元。由于辐射元中上部电流很弱, 如其上边缘侧开槽口, 对天线辐射特性影响不大。按此思路, 设计天线在梯形振子体开挖三角形槽, 用于芯片等其它射频元件安置, 以减少 UWB 系统整体尺寸。

印制单极天线本质上是谐振天线, 在较宽频带范围内有多个谐振点, 超宽带的实现, 就需增加相邻谐振点各自的阻抗带宽。辐射器的设计, 能展开对应谐振点的阻抗带宽, 但不一定能实现包括两个谐振点的阻抗带宽要求, 这需要馈电结构或接地面形状的设计。所研制的天线采用阶梯形接地面结构, 以利于印制单极天线工作频带的拓宽。因为高频时谐振波长较短, 电流主要分布在振子体下侧边, 与之耦合较强的接地面区域也应变短; 低频时谐振长度增大, 振子体与接地面的间距也应增大, 以利于辐射。正是辐射元侧边与接地面上边缘形成的渐变开口, 可在较宽频带范围内补偿由于频率变化引入的电抗成分, 实现阻抗匹配的宽带化。

为不对辐射特性产生较大影响, 接地面最小高

度应当接近低频端谐振点波长的 1/4, 接地面最小宽度应取该谐振波长的 1/2。相对于接地面高度, 接地面宽度对阻抗带宽的影响较大。按此原则可对接地面尺寸进行小型化设计。

由辐射元电流分布特点还可知, 如在电流分布较强的两侧边或底侧开窄缝隙, 相当嵌入一缝隙天线, 在某一频点, 其辐射场与原天线产生的反相相消, 形成带阻特性。按谐振理论, 该缝隙长度应与阻带中心频点对应的介质波长 λ_{re} ($\lambda_{re} = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_{re}}$, ε_{re} 为有效相对介电常数) 的 1/2 或者 1/4 相当, 此时天线相当于一 RLC 谐振回路, 电流主要分布在缝隙周围作强烈谐振, 不能产生有效辐射。据此, 按阻带中心频率 5.5 GHz, 在带三角形槽梯形印制天线振子体中下部添加一 $\lambda_{re}/2$ 的凹形缝隙, 设计陷波超宽带天线。

陷波超宽带天线的结构和几何参数如图 1 所示。如除去凹形缝隙, 即为全频带超宽带原型天线。两天线结构参数完全一致, 基本参数见表 1。其中阶梯形接地面尺寸为: $r_1 = 8$ mm, $r_2 = 4$ mm, $d_1 = d_2 = 2$ mm; 陷波天线凹形缝隙尺寸为: $d_s = 2$ mm, $d = 0.3$ mm, $w_s = 2$ mm, $w_h = 14$ mm。

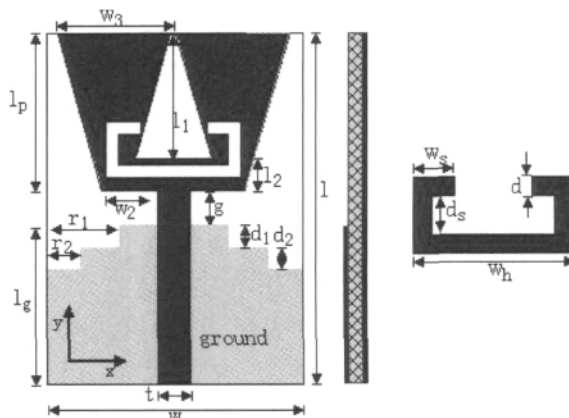


图 1 天线结构和几何参数

表 1 天线的几何尺寸 单位: mm

w	l	l_g	t	w_2	g	l_2	w_p	l_p	w_1	l_1	w_3
30	30	16.8	4	6	1.2	4	16	16	8	8	13

2 仿真测试结果

由于 UWB 辐射功率谱密度极低, 一般要求天线带宽内驻波比小于 2.0, 甚至 3.0 即可。以

VS_{WR} ≥ 3.0 作为阻带标准,而 VS_{WR} ≤ 2.0 作为通带标准。全频带天线与陷波天线驻波比的仿真与测试结果,如图 2 所示。从仿真结果看,全频带天线 VS_{WR} ≤ 2.0 的阻带带宽范围为 2.8 GHz ~ 11.76 GHz。实测结果为 2.8 GHz ~ 12.81 GHz (图中未给出),比仿真值略大。陷波天线仿真结果表明,在 5.1 GHz ~ 6.0 GHz 间 VS_{WR} ≥ 3.0,而其他频段驻波比与全频带天线基本一致。实测陷波天线 VS_{WR} ≥ 3.0 的频段为 4.8 GHz ~ 6.0 GHz。与仿真结果相比,频段有所下移,陷波带宽增加。仿真与测试的误差,一方面与数值计算较多近似有关,另一方面也与测试环境及 SMA 接头的焊接精度有关。

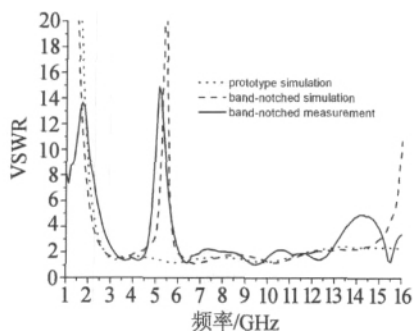


图2 天线电压驻波比仿真与测试结果

陷波天线在 9 GHz 处两主平面的主极化方向图和交叉极化方向图仿真结果,如图 3 所示。可以看到,天线辐射场特性与单极柱天线类似,其 E 面 (yoz 面) 方向图近似为“∞”字形,而 H 面 (xoz 面) 具有全向辐射特性。对比主极化,天线 E 面交叉极化小于 -138 dB (因值较小图中未能显示),H 面交叉极化低于 -15 dB。3 GHz 和 6 GHz 方向性与图 3 类似,但交叉极化更低,这表明天线具有较好的方向图带宽。

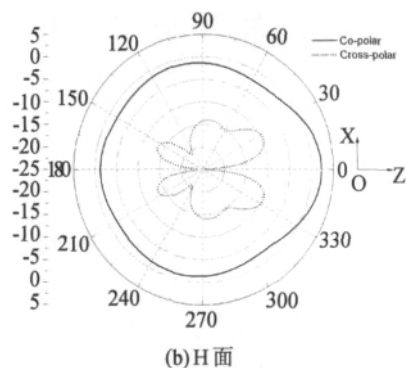
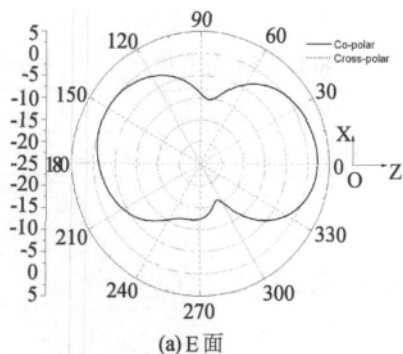


图3 在 9 GHz 陷波天线共面极化与交叉极化方向图

梯形天线开凹形缝隙前后增益对比如图 4 所示。可以看到,相对于全频段原型天线,陷波天线在陷波频段最高增益抑制达到 9 dB,具有良好的频段抑制效果。在 FCC 规定频段内,除陷波频段外,陷波天线增益波动小于 3 dB,表明天线增益带宽也满足要求。

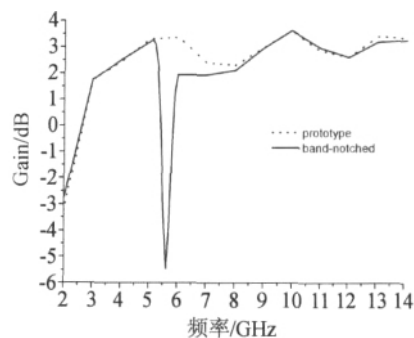


图4 陷波天线与原型天线增益对比

与传统通信系统不同,UWB 短脉冲直接代表信号内容,因此要求超宽带天线具有稳定相位中心,以提高信号保真度,它由天线时域特性决定。利用五阶微分高斯脉冲激励时全频段原型天线远场相位变化,如图 5 所示。

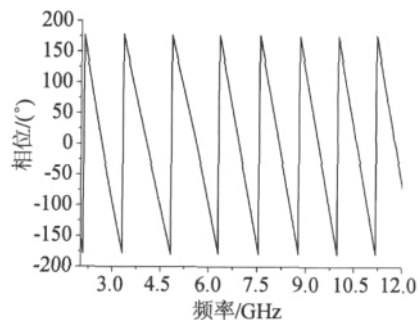


图5 距离 200 mm 处全频带天线远场的相频特性

可以看出,在距离天线 200 mm 处,辐射场具有线性相频特性。这是由于天线电尺寸较小,辐射元大部分区域对整个频段均有辐射,使相位中心变化较小。但相位中心毕竟不是完全固定,随着传输距

离增加(如 800 mm),微小相位变化的积累,最终导致非线性相频变化,这也说明本天线适用于短距离 UWB 通信。

以上结果表明,设计的带三角形槽梯形印制单极天线满足 UWB 天线要求。通过在振子体加载凹形缝隙,取得了良好的陷波效果。除产生阻带外,陷波天线满足 UWB 系统对天线阻抗特性、方向特性和相频特性的要求。

3 陷波特性分析

陷波天线输入阻抗的频率特性,如图 6 所示。可以看出,除 5.15 GHz ~ 5.85 GHz 频带外,在工作频段内其阻抗特性与全频段原型天线一致:输入电阻在 50 Ω 上下波动,输入电抗在 0 Ω 上下波动,波动范围均小于 25 Ω 。在 5.5 GHz 附近的阻抗突变,说明此时天线等效于 RLC 谐振回路,具有带阻滤波器效果。

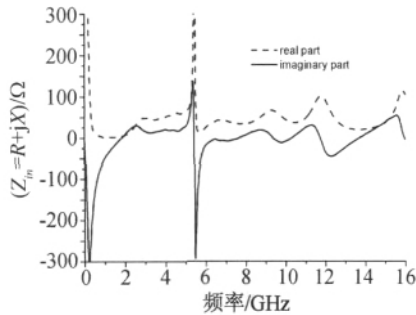


图 6 陷波天线输入阻抗的频率特性

陷波天线凹形缝隙,处于辐射元强电流区,在陷波频点,形成终端短路半波谐振器,可等效为由电感 L_{eq} 和电容 C_{eq} 组成的并联 LC 谐振回路。在工作频段,振子体可等效为辐射电阻 R_a 。对于印制单极天线,其接地面不可避免地参与辐射,可将其等效为辐射电阻 R_g ,它通过耦合单元 J_1 与微带线作用。类似于文献[9]的方法,可构建如图 7 所示陷波天线在阻带附近的等效电路模型。

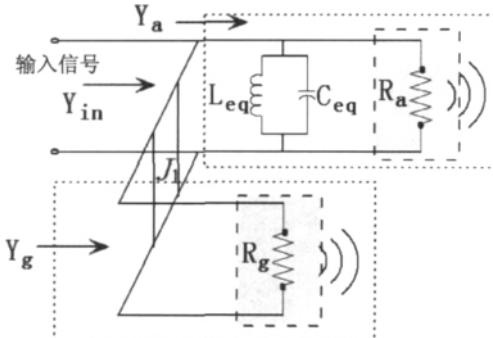


图 7 陷波天线的等效电路

按陷波天线等效电路,振子体侧等效输入导纳 Y_a 有

$$Y_a = \frac{1}{R_a} + j\omega C_{eq} + \frac{1}{j\omega L_{eq}} \quad (1)$$

则天线馈电端的输入导纳 Y_{in} 为

$$Y_{in} = \frac{J_1^2}{R_g} + Y_a \quad (2)$$

设接地面等效电阻 R_g 经耦合器 J_1 变换后为 R'_g ,则 R'_g 与 R_a 并联,并有 $R'_a = R_a \parallel R'_g$ 。可见加入凹形缝隙后,天线等效于并联 RLC 电路,在陷波频率附近产生谐振,不能产生有效辐射。

当天线工作在缝隙谐振频率 ω_0 ($\omega_0 = 1/\sqrt{L_{eq}C_{eq}}$) 附近: $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ($\Delta\omega$ 为相对于谐振频率的偏移量) 时,对于 Y_a 有

$$Y_a = \frac{1}{R_a} + \frac{j(\omega^2 L_{eq} C_{eq} - 1)}{\omega L_{eq}} = \frac{1}{R_a} + \frac{j(2\omega_0 \Delta\omega + \Delta\omega^2) C_{eq}}{\omega} \approx \frac{1}{R_a} + j2C_{eq} \Delta\omega \quad (3)$$

类似地,对于天线整体,有

$$Y_{in} = \frac{1}{R'_a} + j2C_{eq} \Delta\omega \quad (4)$$

则其 3 dB 带宽即对应于天线的陷波带宽,为

$$BW = \frac{2}{R'_a \times 2C_{eq}} = \frac{1}{R'_a C_{eq}} \quad (5)$$

相对带宽为

$$FBW = \frac{BW}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 R'_a C_{eq}} = \frac{1}{Q} \quad (6)$$

越窄的缝隙其等效电容越大。缝隙长度增加,缝隙宽长比减少,等效于缝隙变窄,因此越长缝隙其等效电容也越大,同时谐振频点下移。可以预见,如果陷波天线缝隙增长,陷波频段将下移,其品质因数增大,陷波频带变窄。这也说明,为达到预期的陷波频带,由缝隙长度确定其中心陷波频点,由缝隙宽度来调整陷波带宽。

5.5 GHz 时原型天线与陷波天线表面电流分布情形如图 8(a) 与 (b) 所示。可以看出,在陷波频点,开缝隙后天线表面电流分布发生根本性变化,此时主要集中在缝隙区域。由等效模型可知,在陷波中心频点电路产生谐振,电磁能主要集中在谐振单元 L_{eq} 和 C_{eq} 上,辐射单元 R_a 和 R_g 上电流分布很少,天线辐射性能急剧下降。而其他频段内,表面电流分布与原型天线一致。

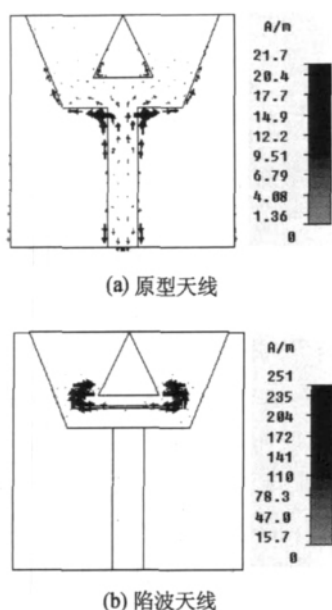


图8 在 5.5 GHz 时天线表面电流分布

4 结 语

带三角形槽的梯形印制单极天线,通过引入阶梯接地面,实现了 2.8 GHz ~ 12.81 GHz 的阻抗带宽。在此频段内,天线具有全向辐射特性,其阻抗特性和相位中心稳定。以该天线为原型,通过对振子体的缝隙加载,引入谐振机构,改变特点频带处天线表面电流分布,实现了陷波特性的。陷波天线的陷波频带为 4.8 GHz ~ 6.0 GHz,陷波频带内最大增益抑制达到 9 dB。陷波天线其他频段的性能与原型天线基本一致,满足超宽带通信系统的要求。

参考文献:

- [1] COSTA JORGE R, MEDEIROS CARLA R, FERNANDES CARLOS A. Performance of a Crossed Exponentially Tapered Slot Antenna for UWB Systems [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(5): 1345-1352.
- [2] WU QI, JIN RONGHONG, GENG JUNPING, DING MIN. Printed Omni-Directional UWB Monopole Antenna with Very Compact Size [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(3): 896-899.
- [3] ABBOSH A M, BIALKOWSKI M E. Design of Ultrawideband Planar Monopole Antennas of Circular and Elliptical Shape [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(1): 17-23.
- [4] CHEN ZHI NING, SEE TERENCE S P, QING XIANMING.

Small Printed Ultrawideband Antenna with Reduced Ground Plane Effect [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(2): 383-388.

- [5] DING M, JIN R, GENG J, et al. Auto-Design of Band-Notched UWB Antennas Using Mixed Model of 2D GA and FDTD [J]. Electronics Letters, 2008, 44(4): 257-258.
- [6] YE L H, CHU Q X. Improved Band-Notched UWB Slot Antenna [J]. Electronics Letters, 2009, 45(25): 1283-1285.
- [7] ANTONINO-DAVIAU E, FABRES M, FERRANDO-BATALLER M, PENARROCHA V M R. Modal Analysis and Design of Band-Notched UWB Planar Monopole Antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(5): 1457-1467.
- [8] ZHANG KE, LI YUANXIN, LONG YUNLIANG. Band-notched UWB Printed Monopole Antenna with a Novel Segmented Circular Patch [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2010(9): 1209-1212.
- [9] DONG YUAN DAN, HONG WEI, KUAI ZHEN QI, et al. Analysis of Planar Ultrawideband Antennas with On-Ground Slot Band-Notched Structures [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(7): 1886-1893.
- [10] YAZDI M, KOMJANI N. Design of a Band-Notched UWB Monopole Antenna by Means of an EBG Structure [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011(10): 170-173.
- [11] NGUYEN T D, LEE D H, PARK H C. Design and Analysis of Compact Printed Triple Band-Notched UWB Antenna [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011(10): 403-406.
- [12] MCLEAN JAMES S. A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1996, 44(5): 672-675.

作者简介



李伟文(1968—),男,浙江缙云人,副教授,主要研究方向为微波器件与天线技术;

E-mail: wwl@xmu.edu.cn

陈杰良(1986—),福建漳浦人,硕士研究生,主要研究方向为天线技术;

蔡立绍(1985—),安徽霍山人,硕士研究生,主要研究方向为天线技术;

游佰强(1958—),广东南海人,教授,主要研究方向为天线设计、射频电路及微波器件、智能隐身技术、电磁兼容技术。